



## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **2003271246 A**

(43) Date of publication of application: 26.09.03

(51) Int. Cl

**G05D 3/12**  
**G05B 11/36**  
**G05B 13/02**  
**H02P 5/00**

(21) Application number: 2002075804

(22) Date of filing: 19.03.02

(71) Applicant: **YASKAWA ELECTRIC CORP**

(72) Inventor: **CHO BUNNO**  
**KAKO YASUHIKO**

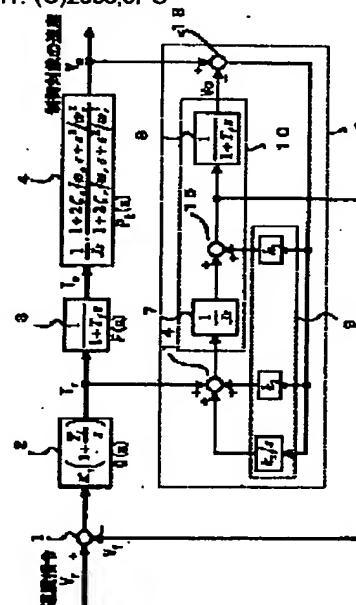
**(54) SPEED CONTROL DEVICE**

COPYRIGHT: (C)2003,JPO

(57) Abstract

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To improve the responsiveness of a control system where a primary delay element exists in a speed control device and of which controlled object is a 2-inertia resonance system, by measuring a vibration frequency of the controlled object and composing an observer by adjusting and setting various parameters on a real device.

**SOLUTION:** The speed control device is equipped with the observer 6 which comprises: an observer object device 8 which has an equivalent rigid body model 7 on a front side with an assumption that the controlled object is a rigid body, and a primary delay element model 8 on a rear side which are connected serially and outputs an input to the primary delay element model 8 as a speed feedback signal; a subtractor 13 to reduce the speed of the controlled object by an output of the primary delay element model 8; an observer compensator 9 to input the value of subtraction; and an adder 14 to add an output of the observer compensator 9 to an output of a PI controller, and input the added value to the equivalent rigid body model 7.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-271246

(P2003-271246A)

(43) 公開日 平成15年9月26日 (2003.9.26)

(51) Int. Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	7-コード (参考)
G 0 5 D 3/12	3 0 6	G 0 5 D 3/12	3 0 6 Z 5 H 0 0 4
G 0 5 B 11/36		G 0 5 B 11/36	E 5 H 3 0 3
13/02		13/02	C 5 H 5 5 0
H 0 2 P 5/00		H 0 2 P 5/00	X

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願2002-75904 (P2002-75904)

(22) 出願日 平成14年3月19日 (2002.3.19)

(71) 出願人 000006622

株式会社安川電機

福岡県北九州市八幡西区扇崎城石2番1号

(72) 発明者 張 文慶

福岡県北九州市八幡西区扇崎城石2番1号

株式会社安川電機内

(72) 発明者 加来 靖彦

福岡県北九州市八幡西区扇崎城石2番1号

株式会社安川電機内

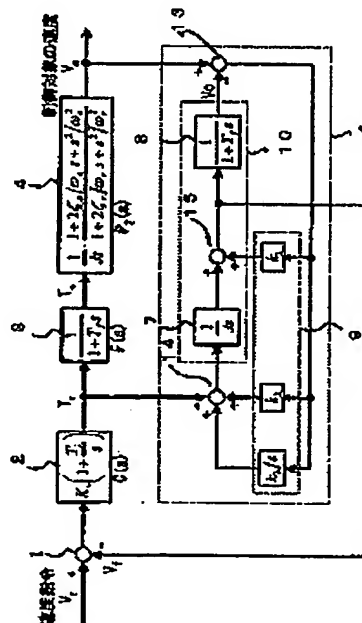
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 速度制御装置

(57) 【要約】

【課題】 速度制御装置に1次遅れ要素が存在し、かつ、2倍性共振系を制御対象とする制御系の応答性向上の為に、制御対象の振動周波数を測定し、実機により各種パラメータを調整設定してオブザーバを構成していく必要がある。

【解決手段】 速度制御装置において、制御対象を剛体と想定した等価剛体モデル7を前段側に1次遅れ要素モデル8を後段側に配置して直列接続し、かつ1次遅れ要素モデル8への入力を速度フィードバック信号として出力するオブザーバ対象器8と、制御対象の速度を1次遅れ要素モデル8の出力で減算する減算器13と、その減算値を入力とするオブザーバ補償器9と、オブザーバ補償器9の出力とPI制御器2の出力とを加算し、加算値を等価剛体モデル7への入力とする加算器14とにより構成されるオブザーバ6を備えている。



(2)

特開2003-271246

1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】速度指令を速度フィードバック信号で減算して速度偏差を得る第1の減算器と、

制御器あるいは制御対象に存在する1次遅れ要素と、前記速度偏差を入力とし出力を前記1次遅れ要素への入力とするP1制御器とを備え、

前記制御対象の速度を前記速度指令に追従させるフィードバック制御を行う速度制御装置において、

前記制御対象につきこれを剛体と想定した等価剛体モデルを前段側に、前記1次遅れ要素を模した一次遅れ要素モデルを後段側に配置して直列接続し、かつ前記1次遅れ要素モデルへの入力を前記第1の減算器への速度フィードバック信号として出力するオブザーバ対象器と、前記制御対象の速度を前記1次遅れ要素モデルの出力で減算する第2の減算器と、

前記第2の減算器の出力を入力とするオブザーバ補償器と、

前記オブザーバ補償器の第1の出力と前記P1制御器の出力とを加算し、加算値を前記等価剛体モデルへの入力とする第1の加算器とにより構成されるオブザーバを備えたことを特徴とする速度制御装置、

【請求項2】前記オブザーバ補償器は第2の出力を備え、

前記等価剛体モデルと前記1次遅れ要素モデルとの間に、前記オブザーバ補償器の第2の出力と前記等価剛体モデルの出力を加算し、加算値を前記1次遅れ要素モデルへの入力とする第2の加算器を備えたことを特徴とする請求項1記載の速度制御装置、

【請求項3】前記P1制御器の出力と前記第1の加算器の入力との間にゲイン設定器を備えたことを特徴とする請求項1または請求項2記載の速度制御装置、

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、速度制御装置あるいは制御対象に1次遅れ要素が存在し、特に制御対象が2慣性系であるシステムの速度フィードバック制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、産業機械のスマート化のため、モータおよび力伝達機構は小型になる傾向がある。その為、駆動機械の剛性が低くなり機械共振問題が顕在化してきている。一方、高精度化、高速度化の要求も高くなってきており、上記問題を解決しつつ制御性能をアップしていくことが重要な課題となっている。一般的に、モータのサーボ制御系には、電流ループの遅れ要素と、ノイズなどを除去するための一次フィルタの遅れ要素が必ず存在する。このような普通のフィードバック制御系のブロック図を示したものが図7である。図7において、2はP1制御器、3は1次遅れ要素、4は2慣性共振系の制御対象を伝達関数で示したものである。このよ

2

うな2慣性共振系の制御系は、共振周波数以上の領域ではゲインが高くなっており、また高周波数領域での位相遅れの為、ゲインを高くすることができず十分な応答特性が得られない。この為、位相遅れに対する補償制御が必要になってくる。速度制御装置のゲインを上げるための従来例として、図8に示すような振動抑制方法（特開平9-056183）がある。図8において、7は2慣性共振系の等価剛体モデル、11は機械振動検出装置、12は比例演算手段、23はハイパスフィルタ、24は位相調整器、25は振幅調整器である。機械振動検出装置11は、2慣性共振系の制御対象4へ入力されるトルクとモータ速度を入力としてオブザーバを構成し、機械の振動信号を推定する。この機械振動の推定信号を位相調整器24と振幅調整器25とを通過させて得た補償信号 $W$ は、1次遅れ要素3の出力 $T_e$ 中の振動成分と位相が相反、振幅が同じになるため、振動成分を打ち消すことができる。このように振動成分の位相遅れを補償することで速度制御装置のゲインを上げることを可能としている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら前記従来方法では、振動周波数に合わせてハイパスフィルタ23と位相調整器24とを設定するため、狭い周波数範囲内しか補償できないという課題があり、また振動周波数を正確に測定し、補償信号 $W$ とトルク指令 $T_e$ 中の振動成分との位相関係を見ながらの各調整が必要である為、その調整に時間を要し、汎用性もない等の課題があった。そこで本発明は、速度制御装置あるいは制御対象に1次遅れ要素が存在し、制御対象が2慣性共振系である制御システムに対し、機械の振動周波数を測定することなく、かつ広い周波数範囲内において位相遅れを補償できる、汎用性も備える、制御器のゲインを高く設定できる、制御対象の速度を速度指令に精度よく追従させる速度制御装置の提供を目的とするものである。

【0004】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するため請求項1記載の発明では、速度指令を速度フィードバック信号で減算して速度偏差を得る第1の減算器と、制御器あるいは制御対象に存在する1次遅れ要素と、前記速度偏差を入力とし出力を前記1次遅れ要素への入力とするP1制御器とを備え、前記制御対象の速度を前記速度指令に追従させるフィードバック制御を行う速度制御装置において、前記制御対象につきこれを剛体と想定した等価剛体モデルを前段側に、前記1次遅れ要素を模した一次遅れ要素モデルを後段側に配置して直列接続し、かつ前記1次遅れ要素モデルへの入力を前記第1の減算器への速度フィードバック信号として出力するオブザーバ対象器と、前記制御対象の速度を前記1次遅れ要素モデルの出力で減算する第2の減算器と、前記第2の減算器の出力を入力とするオブザーバ補償器と、前記オブザー

59

バ補償器の第1の出力と前記P1制御器の出力とを加算し、加算値を前記等価剛体モデルへの入力とする第1の加算器とにより構成されるオブザーバを備えたことを特徴としている。また請求項2記載の発明では、請求項1記載の発明において、前記オブザーバ補償器は第2の出力を備え、前記等価剛体モデルと前記1次遅れ要素モデルとの間に、前記オブザーバ補償器の第2の出力と前記等価剛体モデルの出力を加算し、加算値を前記1次遅れ要素モデルへの入力とする第2の加算器を備えたことを特徴としている。また請求項3記載の発明では、請求項1または請求項2記載の発明において、前記P1制御器2の出力と前記第1の加算器の入力との間にゲイン設定器を備えたことを特徴としている。

【0005】

【発明の実施形態】本発明の第1の実施例について図1をもとに説明する。図1は本発明の第1の実施例である速度制御装置の構成ブロック線図を示したものである。図1において、1と13は減算器、2はP1制御器、3は1次遅れ要素、4は2倍性共振系の制御対象を伝達関数で示したもの、6はオブザーバ、7は2倍性共振系を剛体と想定した等価剛体モデル、8は1次遅れ要素3を模した1次遅れ要素モデル、9はオブザーバ補償器、10はオブザーバ対象器、14と15は加算器である。一般的に、機械系の共振周波数と反共振周波数を正確に知ることは困難であるが、機械系の全体のイナーシャを知ることが容易である。ここでは、2倍性共振系の制御対象4の全体イナーシャと同じイナーシャを持つ剛体系を2倍性共振系の等価剛体モデル7とし、そして2倍性共振系の等価剛体モデル7を前段に配置し1次遅れ要素モデル8を後段に配置して直列接続するシステムをオブザーバ対象器10とする。オブザーバ6はP1制御器2の出力Trと制御対象4の速度Vmとを入力とし、オブザーバ6が推定した速度予測値Vf（1次遅れ要素モデル8への入力でもある）を速度フィードバック信号とする。

【0006】具体的には、速度指令Vrから速度フィードバック信号Vfを減じた速度偏差をP1制御器2に入力し、P1制御器2の出力Trは、1次遅れ要素3を通じて2倍性共振系の制御対象4を駆動し、他方では、オブザーバ6に入力されている。2倍性共振系の制御対象\*40

\*4の速度Vmからオブザーバ対象器10の出力Voを減じたオブザーバ偏差をオブザーバの補償器9に入力し、オブザーバの補償器9の出力をP1制御器2の出力Trに加え、オブザーバ対象器10に入力するように、オブザーバ6を構成する。1次遅れ要素モデル8の入力でもあるオブザーバ6が推定した速度予測値を速度フィードバック信号Vfとする。以下、フィードバック制御系の安定性および入出力特性について説明する。まず、制御系の安定性について説明する。フィードバック制御系の安定性は開ループ系の周波数特性によって決まるため、減算器1のところで速度フィードバック信号Vfを切断し、開ループ系の伝達関数を求める。2倍性共振系の制御対象4の伝達関数を

【数1】

$$P_2(s) = \frac{1}{Js} \cdot P_{20}(s) \quad \dots (式1)$$

とする。ここで、

【数2】

$$P_{20}(s) = \frac{1 + 2\zeta_a/\omega_a s + s^2/\omega_a^2}{1 + 2\zeta_r/\omega_r s + s^2/\omega_r^2} \quad \dots (式2)$$

である。ただし、Jは2倍性共振系の制御対象全体のイナーシャ、 $\omega_r$ は共振角周波数、 $\omega_a$ は反共振角周波数、 $\zeta_r$ は共振粘性係数、 $\zeta_a$ は反共振粘性係数である。そして、1次遅れ要素3の伝達関数を

【数3】

$$F(s) = \frac{1}{1 + T_f s} \quad \dots (式3)$$

とする。ただし、Tfは1次遅れ要素3の時定数である。また、制御系の開ループにおいて、P1制御器2の出力Trからフィードバック信号Vfまでの伝達関数をP'(s)と定義すると、

【数4】

$$P'(s) = [H(s) + L(s) \cdot P_{20}(s)] \cdot \frac{1}{Js} \quad \dots (式4)$$

となる。ここで、

【数5】

$$H(s) = \frac{s^2(s + 1/T_f)}{s^3 + (1 + k_1)/T_f s^2 + k_2/(T_f J)s + k_3/(T_f J)} \quad \dots (式5)$$

【数6】

$$L(s) = \frac{k_1/T_f s^2 + k_2/(T_f J)s + k_3/(T_f J)}{s^3 + (1 + k_1)/T_f s^2 + k_2/(T_f J)s + k_3/(T_f J)} \quad \dots (式6)$$

である。そして、

$$H(s) + L(s) = 1 \quad \dots (式7)$$

が常に成り立つ。 $\omega < \omega_a < \omega_r$ の低周波数領域におい

50 ては、(式2)より、

【数7】

$$P_{20}(j\omega) = \frac{1 - \omega^2/\omega_c^2 + j2\zeta_c \omega/\omega_c}{1 - \omega^2/\omega_c^2 + j2\zeta_c \omega/\omega_c} \approx 1, \quad (\omega \ll \omega_c) \quad \dots (式8)$$

となるので、(式4)、(式5)および(式6)より、  
【数8】

$$P'(j\omega) = [H(j\omega) + L(j\omega) \cdot P_{20}(j\omega)] \frac{1}{J(j\omega)}$$

$$\approx [H(j\omega) + L(j\omega)] \frac{1}{J(j\omega)}$$

$$= \frac{1}{J(j\omega)}, \quad (\omega \ll \omega_c) \quad \dots (式9)$$

$$H(j\omega) \approx 1, \quad \|L(j\omega)\| \ll 1, \quad (\omega \gg \omega_c) \quad \dots (式10)$$

となるので、(式4)より、  
【数10】

$$P'(j\omega) = [H(j\omega) + L(j\omega) \cdot P_{20}(j\omega)] \frac{1}{J(j\omega)}$$

$$\approx \frac{1}{J(j\omega)}, \quad (\omega \gg \omega_c) \quad \dots (式11)$$

となる。(式11)および(式9)より、伝達関数 $P'(s)$ の周波数特性は低周波数領域と高周波数領域においては1次遅れ要素がない剛体系の周波数特性と同じとなり、位相は $90^\circ$ 遅れとなる。一方、PI制御器2の伝達関数は、

【数11】

$$C(s) = K_v \left( 1 + \frac{1}{T_f s} \right) \quad \dots (式12)$$

であり、 $C(j\omega)$ は周波数が高くなるにつれて、位相\*

$$F(j\omega) \approx 1, \quad L(j\omega) \approx 1, \quad \|H(j\omega)\| \ll 1, \quad (\omega \ll \min \omega_c, 1/T_f)$$

…(式15)

となるので、(式4)より、

★ ★ 【数14】

$$P'(j\omega) = [H(j\omega) + L(j\omega) \cdot P_{20}(j\omega)] \frac{1}{J(j\omega)}$$

$$\approx P_2(j\omega), \quad (\omega \ll \min \omega_c, 1/T_f) \quad \dots (式16)$$

となり、そして、(式14)より、

☆☆ 【数15】

$$G'(j\omega) = \frac{C(j\omega) \cdot F(j\omega) \cdot P_2(j\omega)}{1 + C(j\omega) \cdot P'(j\omega)}$$

$$\approx \frac{C(j\omega) \cdot P_2(j\omega)}{1 + C(j\omega) \cdot P_2(j\omega)} \quad (\omega \ll \min \omega_c, 1/T_f) \quad \dots (式17)$$

\*となる。 $\omega \gg \omega_c$  ( $\omega_c$ : ハイパスフィルタ $H(s)$ およびローパスフィルタ $L(s)$ の遮断周波数)の高周波数領域において、式(5)、式(6)より  
【数9】

19

\*

※遅れ量は $90^\circ$ から $0^\circ$ へと近づいていくことになる。

従って制御系の一巡伝達関数 $G'(s)$ では、

$$G'(s) = C(s) \cdot P'(s) \quad \dots (式13)$$

25 (式13)より、位相遅れ量が全周波数領域で $180^\circ$ 以下になるので、ナイキスト安定判別法により、PI制御器2の $K_v$ がどんなに大きくても、閉ループ系が安定である。

【0007】次に、制御系の入出力特性について説明す

る。図1より、閉ループ系の入出力伝達関数は

【数12】

$$G'(s) = \frac{C(s) \cdot F(s) \cdot P_2(s)}{1 + C(s) \cdot P'(s)} \quad \dots (式14)$$

30 となる。一般的に、速度指令は低周波数成分が主になるので、入出力特性を考察するとき、低周波数領域の特性のみを考察すればよい。 $\omega \ll \min [\omega_c, 1/T_f]$ の低周波数領域では、(式3)、(式5)および(式6)より、

【数13】

となるため、PI制御器2のゲインを十分大きくすると、

【数16】

$$G'(j\omega) \approx 1, (\omega \ll \min \omega_c, 1/T_f) \quad \dots (式18)$$

となり、制御対象の速度が速度指令に精度良く追従することが可能となる。

【0008】次に、この第1の実施例における発明の効果について、シミュレーションしたので説明する。2倍性共振系の制御対象4および1次遅れ要素3のパラメータを $\omega_r = 2\pi \times 80$ ,  $\omega_a = 2\pi \times 50$ ,  $\tau = 0.1$ ,  $T_f = 2\text{ms}$ とする。そして、オブザーバループの特性方程式が三重根 $\omega_o = 2\pi \times 300$ を持つようにオブザーバ補償器9のパラメータを、

$$P(s) = F(s) \cdot P_1(s), G_o(s) = G(s) \cdot P(s) \quad \dots (式20)$$

である。図3および図4より、オブザーバ6を組み込むことにより、開ループ系の位相が進み補償され、一巡伝達関数の位相遅れ量が $180^\circ$ 以下になるため、 $K_v$ をどんなに大きく上げても、フィードバック制御系は安定である。一方、オブザーバ6がない場合では、一巡伝達関数のゲイン曲線が $0\text{dB}$ 線と交わるとき位相遅れ量がすでに $180^\circ$ を超えているため、フィードバック制御系は不安定となる。オブザーバ6がある場合に $K_v = 2\pi \times 2000\text{J}$ とし、オブザーバ6がない場合に $K_v = 2\pi \times 1000\text{J}$ とすると、フィードバック制御系の入出力特性は図5に示したものとなる。ただし、図5において、破線はオブザーバ6がない通常の制御系（図7に示したもの）に対応するもので、

【数18】

$$G(s) = \frac{C(s) \cdot P(s)}{1 + C(s) \cdot P(s)} \quad \dots (式21)$$

※

$$P'(s) = [K_f H(s) + L(s) \cdot P_{20}(s)] \frac{1}{J s} \quad \dots (式22)$$

となる。そして、 $H(s)$ がハイパスフィルタで、位相が進みであるため、 $K_f$ を1以上に設定すると、導制御対象の伝達関数の位相は一層進みになる。図6は、 $K_f = 1$ および $K_f = 2$ の場合の $P'(s)$ の伝達関数のボード線図である。 $K_f = 1$ とすると本実施の第1の実施例と同じものとなる。図6より、 $K_f$ を大きくすることにより、 $P'(s)$ の伝達関数の位相が進みになり、制御系の安定性が良くなる。また前記第1、第2の実施例において、オブザーバ補償器9の $k_1$ について、

$k_1 = 0$

とすれば請求項1記載の発明となるが、位相遅れが補償され、制御対象の速度が速度指令に精度良く追従する原理は、この場合も上記に説明してきたとおりである。

【0010】

\*【数17】

$$\begin{cases} k_1 = 3\omega_o T_f - 1 \\ k_2 = 3\omega_o^2 T_f J \\ k_3 = \omega_o^3 T_f J \end{cases} \quad \dots (式19)$$

とすると、 $P'(s)$ の伝達関数のボード線図は図3に示したものとなる。また、PI制御器2のパラメータを $T_i = 2\text{ms}$ ,  $K_v = 2\pi \times 1000\text{J}$ とすると、一巡伝達関数のボード線図は図4に示したものとなる。ただし、図3および図4中において、破線はオブザーバ6がない通常の制御系（図7に示したもの）に対応するもので、

※である。図5より、 $f < 40\text{Hz}$ の低周波数領域では、オブザーバ6がある場合はオブザーバ6がない場合と較べ、入出力伝達関数の周波数特性が1に近いので、制御対象の速度を速度指令に精度良く追従させることができることが分かる。なお、入出力伝達関数の遅れが少ないので、このような速度ループをマイナーループとする位置制御を行う場合には、位置制御ゲインも大きく上げられ、モータ位置を位置指令に精度良く追従することができ、

【0009】以下、本発明の第2の実施例を図2を用いて説明する。図2は本発明の第2の実施例の構成ブロック線図である。前記第1の実施例と異なる点は、オブザーバ6に入力するPI制御器2の出力 $T_f$ にゲイン $K_f$ を乗じてオブザーバ6に入力している点にある。図2に示す第2の実施例における $P'(s)$ の伝達関数は、

【数19】

【発明の効果】以上のように本発明によれば、速度制御装置あるいは制御対象に1次遅れ要素が存在し、制御対象が2倍性共振系である制御システムに対しても、機械の振動周波数を測定することなくかつ広い周波数範囲内において位相遅れを補償でき、汎用性も備え、制御器のゲインを高く設定できる速度制御装置を構成でき、制御対象の速度を速度指令に精度よく追従させることができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例としての速度制御装置の構成ブロック線図

【図2】本発明の第2の実施例としての速度制御装置の構成ブロック線図

【図3】本発明の第1の実施例における $P'(s)$ の伝

連関数のボード線図

【図4】本発明の第1の実施例における一連伝達関数のボード線図

【図5】本発明の第1の実施例における制御系の入出力伝達関数のボード線図

【図6】本発明の第2の実施例における $P'(s)$ の伝達関数のボード線図

【図7】通常のフィードバック制御系のブロック線図

【図8】第1の従来例における制御系を示すブロック線図

【符号の説明】

1, 13, 17, 18 減算器

2 PI制御器

3 1次遅れ要素

\* 4 2階性共振系の制御対象

5 ゲイン設定器

6 オブザーバ

7 2階性共振系の制御対象4の等価剛体モデル

8 1次遅れ要素モデル

9 オブザーバ補償器

10 オブザーバ対象器

11 機械振動検出装置

12 比例演算手段

14, 15, 16 加算器

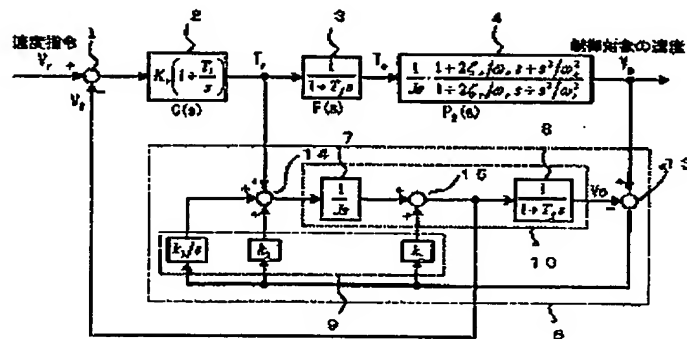
23 ハイパスフィルタ

24 位相調整器

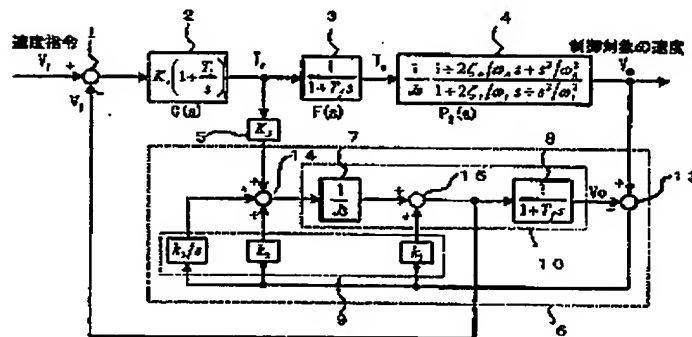
25 振幅調整器

\*

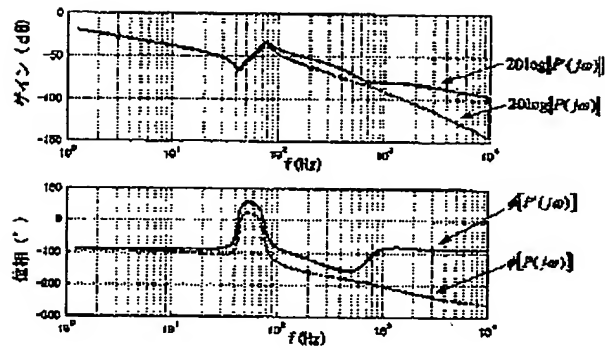
【図1】



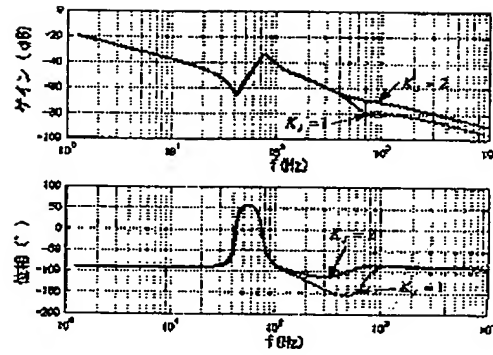
【図2】



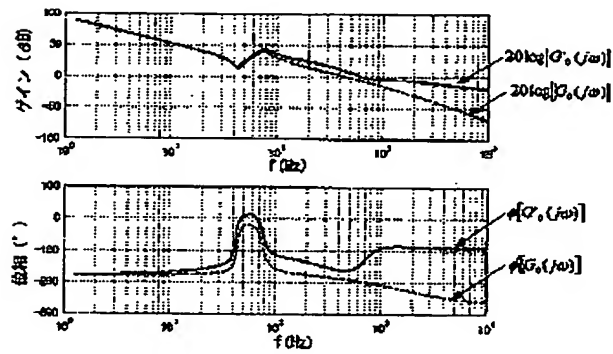
【図3】



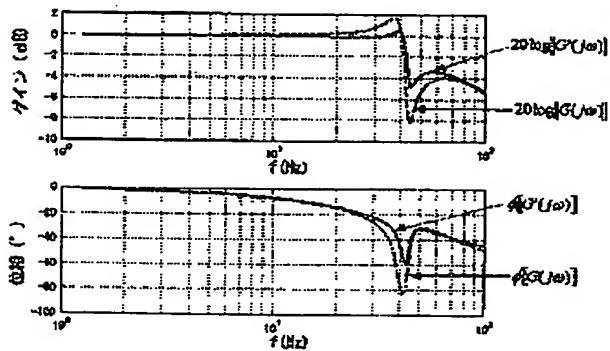
【図6】



【図4】

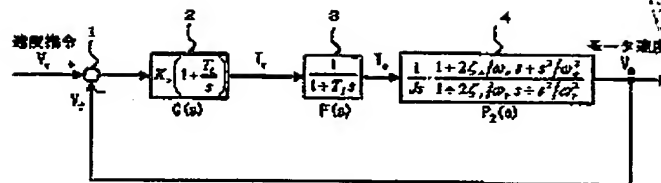


【図5】

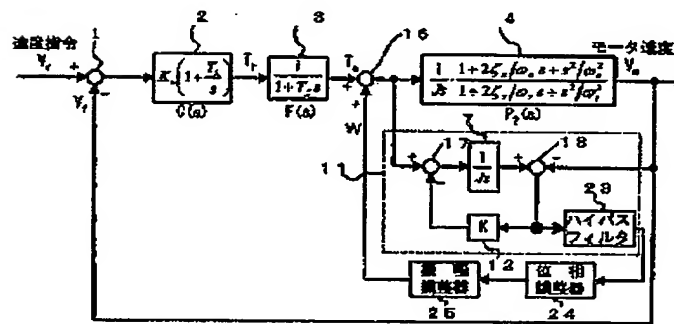




【図7】



【図8】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H004 GA05 GB15 HA08 HB08 JA03  
 JB09 JB21 KA72 KB02 KB04  
 KB21 KB30 KB38 LA02 LA13  
 5H303 AA01 AA10 CC05 CC08 DD01  
 KK11 KK23 KK31  
 5H550 BB05 DD01 GG03 JJ04 JJ24  
 JJ26 LL01 LL33